

Rec'd PCT/PTO 10/531766
PCT/JP 2004/007902 19 APR 2005

01.6.2004 #2

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

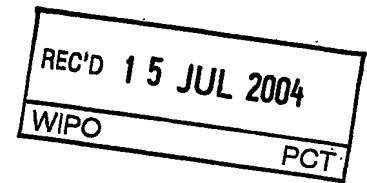
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2003年 7月24日

出 願 番 号
Application Number: 特願2003-279179
[ST. 10/C]: [JP 2003-279179]

出 願 人
Applicant(s): サンケン電気株式会社

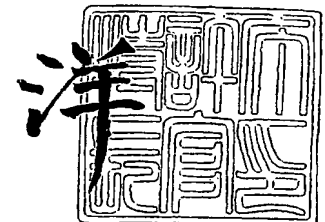


**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 7月 2日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



出証番号 出証特2004-3057409

【書類名】 特許願
【整理番号】 SNK-195
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H02M 3/28
【発明者】
 【住所又は居所】 埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号 サンケン電気株式会社内
 【氏名】 麻生 真司
【特許出願人】
 【識別番号】 000106276
 【氏名又は名称】 サンケン電気株式会社
【代理人】
 【識別番号】 100083806
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 三好 秀和
 【電話番号】 03-3504-3075
【選任した代理人】
 【識別番号】 100068342
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 三好 保男
【選任した代理人】
 【識別番号】 100100712
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 岩▲崎▼ 幸邦
【選任した代理人】
 【識別番号】 100087365
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 栗原 彰
【選任した代理人】
 【識別番号】 100100929
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 川又 澄雄
【選任した代理人】
 【識別番号】 100095500
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 伊藤 正和
【選任した代理人】
 【識別番号】 100101247
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 高橋 俊一
【選任した代理人】
 【識別番号】 100098327
 【弁理士】
 【氏名又は名称】 高松 俊雄
【手数料の表示】
 【予納台帳番号】 001982
 【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
 【物件名】 特許請求の範囲 1
 【物件名】 明細書 1
 【物件名】 図面 1

【物件名】
【包括委任状番号】

要約書 1
9803324

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

直流電源の両端に接続され、トランスの 1 次巻線と主スイッチとが直列に接続された第 1 直列回路と、

前記主スイッチの両端又は前記トランスの 1 次巻線の両端に接続され、補助スイッチとコンデンサとが直列に接続された第 2 直列回路と、

前記主スイッチがオン時に前記トランスの 1 次巻線から供給されたエネルギーにより前記トランスの 2 次巻線に発生した電圧を整流素子及び平滑素子で整流平滑する整流平滑回路と、

前記主スイッチと前記補助スイッチとを所定のスイッチング周波数を持つ信号により交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、

前記制御回路は、軽負荷時に前記スイッチング周波数を低下させることを特徴とする直流変換装置。

【請求項 2】

前記制御回路は、

前記補助スイッチがオフした後に前記主スイッチの最小電圧を検出するボトム検出手段と、

このボトム検出手段の出力に基づき前記主スイッチの最小電圧の時刻で前記主スイッチをオンさせる制御信号を生成する制御信号生成手段と、
を備えることを特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

【請求項 3】

前記制御回路は、さらに軽負荷時には、前記スイッチング周波数がさらに低下したバーストモードに移行させることを特徴とする請求項 1 又は請求項 2 記載の直流変換装置。

【請求項 4】

前記制御回路は、

前記平滑素子の出力電圧と基準電圧との誤差からなる誤差電圧信号を生成する誤差電圧生成手段と、

この誤差電圧生成手段で生成された前記誤差電圧信号の値が第 1 のしきい値に達したときに前記誤差電圧信号の値に応じて前記スイッチング周波数を低下させる周波数制御信号を生成する周波数制御手段と、

前記出力電圧に基づきパルス幅を制御し且つ前記周波数制御手段で生成された前記周波数制御信号に応じて前記スイッチング周波数を低下させたパルス信号を生成するパルス幅制御手段とを備え、

前記制御信号生成手段は、前記パルス幅制御手段からのパルス信号と前記ボトム検出手段の出力とに基づき前記制御信号を生成することを特徴とする請求項 2 記載の直流変換装置。

【請求項 5】

前記周波数制御手段は、前記誤差電圧生成手段で生成された前記誤差電圧信号の値が前記第 1 のしきい値よりも小さい第 2 のしきい値に達したときに前記スイッチング周波数がさらに低下したバーストモードに移行させることを特徴とする請求項 4 記載の直流変換装置。

【請求項 6】

前記トランスの 1 次巻線と前記主スイッチとの間に接続されリアクトルと、

前記トランスに直列に接続され、前記主スイッチがオン時に前記リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記主スイッチがオフ時に 2 次側に還流させる補助トランスと、
を備えることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項記載の直流変換装置。

【請求項 7】

前記リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの 1 次巻線及び 2 次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トランスのコアには前記トランスの 1 次巻線と前記補助トランスの 2 次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特

徴とする請求項 6 記載の直流変換装置。

【書類名】特許書

【発明の名称】直流変換装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、高効率、低ノイズな直流変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

図13に従来のこの種の直流変換装置の回路構成図を示す（非特許文献1、非特許文献2）。図13に示す直流変換装置において、直流電源 V_{dc1} にトランスTの1次巻線P（巻数 n_1 ）を介してMOSFET等からなる主スイッチQ1が接続され、1次巻線Pの両端には、抵抗R2及びスナバコンデンサC2からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオードD2とが接続されている。主スイッチQ1の両端にはダイオードD1が接続されると共に、抵抗R1及びコンデンサC1からなる直列回路が接続されている。主スイッチQ1は、制御回路100のPWM制御によりオン/オフするようになっている。

【0003】

また、トランスTの1次巻線PとトランスTの2次巻線Sとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線S（巻数 n_2 ）には、ダイオードD5、D6とリアクトルL1とコンデンサC5とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線Sに誘起された電圧（オン/オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 R_L に出力する。

【0004】

制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフットカプラを有し、演算増幅器は、負荷 R_L の出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

【0005】

次に、このように構成された直流変換装置の動作を図14に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図14では、軽負荷時での動作波形を示し、主スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、主スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、主スイッチQ1をオン/オフ制御するゲート信号 $Q1g$ を示している。

【0006】

まず、時刻 t_{31} において、ゲート信号 $Q1g$ により主スイッチQ1がオンすると、 $V_{dc1} \rightarrow P \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ と主スイッチQ1に電流 $Q1i$ が流れる。この電流は、時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1次巻線Pの主スイッチQ1側が一側になり、且つ1次巻線Pと2次巻線Sとは同相になっているので、ダイオードD5のアノード側が+側になるため、 $S \rightarrow D5 \rightarrow L1 \rightarrow C5 \rightarrow S$ と電流が流れて、2次側にエネルギーが伝達される。

【0007】

次に、時刻 t_{32} において、ゲート信号 $Q1g$ により主スイッチQ1がオフすると、トランスTの1次巻線Pに誘起された励磁エネルギーとリーケージインダクタ L_g （2次巻線Sと結合していないインダクタンス）の励磁エネルギーは、コンデンサC1を充電させる。そして、コンデンサC1の電圧とスナバコンデンサC2の電圧とが等しくなったときダイオードD2がオンし、そのエネルギーはスナバコンデンサC2に蓄えられる。スナバコンデンサC2に蓄えられたエネルギーは、抵抗R2によって損失される。

【0008】

また、軽負荷時には、リアクトルL1の電流がカットオフしているので、トランスTの1次巻線Pに蓄えられたエネルギーの放出が終了すると、トランスTの1次巻線PのインダクタンスとコンデンサC1とにより共振して、主スイッチQ1の電圧 $Q1v$ は図14に

示すように構成する。

【非特許文献1】原田耕介著「スイッチング電源 ハンドブック」日刊工業新聞社出版、第2章スイッチング電源の基本回路と設計演習 p. 27 図2. 2

【非特許文献2】清水和男著「高速スイッチングレギュレータ」総合電子出版社、2. 2. 1他励型コンバータ p30 図2. 5

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

しかしながら、図13に示す直流変換装置では、軽負荷時に、主スイッチを少ないスイッチング損失で動作させるためには、主スイッチの電圧の谷（ボトム）でオンさせる必要があるが、そのための制御回路が複雑になるという課題を有していた。

【0010】

本発明は、主スイッチのスイッチング損失を低減することにより、軽負荷時の消費電力を低減することができる直流変換装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明は前記課題を解決するために以下の構成とした。請求項1の発明は、直流電源の両端に接続され、トランスの1次巻線と主スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記主スイッチの両端又は前記トランスの1次巻線の両端に接続され、補助スイッチとコンデンサとが直列に接続された第2直列回路と、前記主スイッチがオン時に前記トランスの1次巻線から供給されたエネルギーにより前記トランスの2次巻線に発生した電圧を整流素子及び平滑素子で整流平滑する整流平滑回路と、前記主スイッチと前記補助スイッチとを所定のスイッチング周波数を持つ信号により交互にオン／オフさせる制御回路とを備え、前記制御回路は、軽負荷時に前記スイッチング周波数を低下させることを特徴とする。

【0012】

請求項2の発明では、請求項1記載の直流変換装置において、前記制御回路は、前記補助スイッチがオフした後に前記主スイッチの最小電圧を検出するボトム検出手段と、このボトム検出手段の出力に基づき前記主スイッチの最小電圧の時刻で前記主スイッチをオンさせる制御信号を生成する制御信号生成手段とを備えることを特徴とする。

【0013】

請求項3の発明では、請求項1又は請求項2記載の直流変換装置において、前記制御回路は、さらに軽負荷時には、前記スイッチング周波数がさらに低下したバーストモードに移行させることを特徴とする。

【0014】

請求項4の発明では、請求項2記載の直流変換装置において、前記制御回路は、前記平滑素子の出力電圧と基準電圧との誤差からなる誤差電圧信号を生成する誤差電圧生成手段と、この誤差電圧生成手段で生成された前記誤差電圧信号の値が第1のしきい値に達したときに前記誤差電圧信号の値に応じて前記スイッチング周波数を低下させる周波数制御信号を生成する周波数制御手段と、前記出力電圧に基づきパルス幅を制御し且つ前記周波数制御手段で生成された前記周波数制御信号に応じて前記スイッチング周波数を低下させたパルス信号を生成するパルス幅制御手段とを備え、前記制御信号生成手段は、前記パルス幅制御手段からのパルス信号と前記ボトム検出手段の出力とに基づき前記制御信号を生成することを特徴とする。

【0015】

請求項5の発明では、請求項4記載の直流変換装置において、前記周波数制御手段は、前記誤差電圧生成手段で生成された前記誤差電圧信号の値が前記第1のしきい値よりも小さい第2のしきい値に達したときに前記スイッチング周波数がさらに低下したバーストモードに移行させることを特徴とする。

【0016】

請求項6の発明では、請求項1乃至請求項5のいずれか1項記載の直流変換装置において、前記トランスの1次巻線と前記主スイッチとの間に接続されたりアクトルと、前記トランスに直列に接続され、前記主スイッチがオン時に前記リアクトルに蓄えられたエネルギーを前記主スイッチがオフ時に2次側に還流させる補助トランスとを備えることを特徴とする。

【0017】

請求項7の発明では、請求項6記載の直流変換装置において、前記リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの1次巻線及び2次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トランスのコアには前記トランスの1次巻線と前記補助トランスの2次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする。

【発明の効果】

【0018】

本発明によれば、主スイッチのスイッチング損失を低減することにより、軽負荷時の消費電力を低減することができる直流変換装置を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0019】

以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。実施の形態に係る直流変換装置は、主スイッチがオン時にトランスの1次側から2次側にエネルギーを供給するフォワード制御方式において、補助スイッチ及びスナバコンデンサからなるアクティブクランプ回路を設けると共に、軽負荷時に主スイッチのスイッチング周波数を低下させることにより、主スイッチのスイッチング損失を低減して、軽負荷時の消費電力を低減することを特徴とする。また、補助スイッチをオフした後に主スイッチの電圧の最小電圧（ボトム）を検出し、そのボトムで主スイッチをオンすることにより、スイッチング損失を低減することを特徴とする。

【実施例1】

【0020】

図1は第1の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図1に示す直流変換装置において、アクティブクランプ方式と呼ばれるもので、直流電源Vdc1にトランスTの1次巻線P（巻数n1）を介してMOSFET等からなる主スイッチQ1が接続され、1次巻線Pの両端には、MOSFET等からなる補助スイッチQ2とスナバコンデンサC2とからなる直列回路が接続されている。なお、補助スイッチQ2とスナバコンデンサC2とからなる直列回路は、1次巻線Pの両端に接続する代わりに、主スイッチQ1の両端に接続しても良い。

【0021】

主スイッチQ1の両端には、ダイオードD1とコンデンサC1とからなる並列回路が接続されている。補助スイッチQ2の両端にはダイオードD2が接続されている。ダイオードD1は、主スイッチQ1の寄生ダイオードであっても良く、ダイオードD2は、補助スイッチQ2の寄生ダイオードであっても良い。また、コンデンサC1は、主スイッチQ1の寄生コンデンサであっても良い。主スイッチQ1及び補助スイッチQ2は、制御回路10のPWM制御により交互にオン／オフするようになっている。

【0022】

また、トランスTの1次巻線PとトランスTの2次巻線Sとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線S（巻数n2）には、ダイオードD5、D6とリアクトルL1とコンデンサC5とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線Sに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

【0023】

制御回路10は、負荷RLの出力電圧に基づき、主スイッチQ1をオン／オフ制御するためのパルスからなる制御信号を生成するとともに、出力電圧が所定の電圧となるようにその制御信号のデューティ比を制御する。

【002】

制御回路10は、比較回路11、発振器13、コンパレータ15、ボトム検出回路17、オンディレー回路19、インバータ20、オフディレー回路21、ローサイドドライバ23、ハイサイドドライバ25を備えている。図2は制御回路の具体的な回路構成図を示し、この具体的な回路構成については後述する。

【0025】

比較回路11（本発明の誤差電圧生成手段に対応）は、コンデンサC5の電圧と基準電圧との誤差からなる誤差電圧信号を生成してこの誤差電圧信号をフィードバック信号FBとしてコンパレータ15に出力する。また、比較回路11は、フィードバック信号FBが第1のしきい値以下になった場合に軽負荷であると判定して、例えばHレベルを発振器13に出力する。

【0026】

発振器13（本発明の周波数制御手段に対応）は、フィードバック信号FBが第1のしきい値以下になった場合に、即ち、軽負荷である場合に、比較回路11からの誤差電圧信号の電圧値に応じてスイッチング周波数を低下させた三角波信号（本発明の周波数制御信号に対応）を生成する。

【0027】

コンパレータ15（本発明のパルス幅制御手段に対応）は、発振器13からの三角波信号と比較回路11からのフィードバック信号FBとを入力し、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値以上のときにオンで、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値未満のときにオフとなるパルス信号を生成し、該パルス信号をオンディレー回路19及びインバータ20に出力する。

【0028】

ボトム検出回路17は、補助スイッチQ2がオフした後に主スイッチQ1の最小電圧（以下、ボトム検出信号と称する。）を検出する。オンディレー回路19は、ボトム検出回路17からのボトム検出信号とコンパレータ15からのパルス信号とに基づき主スイッチQ1の最小電圧の時刻で主スイッチQ1をオンさせるためのオンディレー信号を生成する。ローサイドドライバ23は、オンディレー回路19からのオンディレー信号を主スイッチQ1のゲートに印加して主スイッチQ1を駆動する。

【0029】

インバータ20は、コンパレータ15からのパルス信号を反転してオフディレー回路21に出力する。オフディレー回路21は、インバータ20で反転したパルス信号を所定時間だけ遅延させたオフディレー信号を生成してハイサイドドライバ25に出力する。ハイサイドドライバ25は、オフディレー回路21からのオフディレー信号を補助スイッチQ2のゲートに印加して補助スイッチQ2を駆動する。

【0030】

次に、このように構成された第1の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図7に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図7では、軽負荷時での動作波形を示し、主スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、主スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、主スイッチQ1をオン／オフ制御するゲート信号 $Q1g$ 、補助スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、補助スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、補助スイッチQ2をオン／オフ制御するゲート信号 $Q2g$ を示している。

【0031】

まず、時刻 t_2 において、ゲート信号 $Q1g$ により主スイッチQ1がオンすると、 $V_{dc1} \rightarrow P \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ と主スイッチQ1に電流 $Q1i$ が流れる。この電流 $Q1i$ は、時刻 t_3 まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、時刻 t_2 から時刻 t_3 では、1次巻線Pの主スイッチQ1側が一側になり、且つ1次巻線Pと2次巻線Sとは同相になっているので、ダイオードD5のアノード側が+側になるため、 $S \rightarrow D5 \rightarrow L1 \rightarrow C5 \rightarrow S$ と電流が流れて、2次側にエネルギーが伝達される。

【0032】

次に、時刻 t_3 において、ゲート信号 $Q1g$ により主スイッチ $Q1$ がオフすると、トランス T の 1 次巻線 P に誘起された励磁エネルギーとリーケージインダクタ Lg の励磁エネルギーは、コンデンサ $C1$ を充電させる。

【0033】

そして、コンデンサ $C1$ の電圧とスナバコンデンサ $C2$ の電圧とが等しくなったときに、ダイオード $D2$ がオンし、そのエネルギーはスナバコンデンサ $C2$ に蓄えられる。即ち、時刻 $t_3 \sim$ 時刻 t_6 において、 $P \rightarrow D2 \rightarrow C2 \rightarrow P$ と電流が流れる。このダイオード $D2$ に電流が流れている間において、補助スイッチ $Q2$ の電圧 $Q2v$ がゼロとなった時刻 t_4 後の時刻 t_5 に補助スイッチ $Q2$ をオンすることで補助スイッチ $Q2$ をゼロ電圧スイッチングさせることができる。

【0034】

そして、トランス T の 1 次巻線 P に蓄えられたエネルギーがスナバコンデンサ $C2$ に移動した後も（時刻 $t_6 \sim$ 時刻 t_7 ）、補助スイッチ $Q2$ がオンしているので、 $C2 \rightarrow Q2 \rightarrow P \rightarrow C2$ と電流 $Q2i$ が流れ、スナバコンデンサ $C2$ に蓄えられたエネルギーは、トランス T の 1 次巻線 P に移動する。このとき、トランス T の 1 次巻線 P の電圧は、スナバコンデンサ $C2$ の電圧と等しくなり、1 次巻線 P の電圧は、スナバコンデンサ $C2$ の電圧に保持される。即ち、補助スイッチ $Q2$ とスナバコンデンサ $C2$ によるアクティブクランプ回路を設けたので、図 13 に示す従来の直流変換装置の動作で説明したような主スイッチ $Q1$ の電圧の振動は発生しなくなる。

【0035】

次に、時刻 t_7 （時刻 t_1 も同じ）において、補助スイッチ $Q2$ をオフすると、1 次巻線 P に蓄えられていたエネルギーで $P \rightarrow Vdc1 \rightarrow C1 \rightarrow P$ で電流が流れて、コンデンサ $C1$ （主スイッチ $Q1$ ）の電圧が低下していく。このとき、ボトム検出回路 17 により主スイッチ $Q1$ の最小電圧、即ちボトムが検出される。すると、オンディレー回路 19 により、主スイッチ $Q1$ の最小電圧の時刻 t_2 で、主スイッチ $Q1$ をオンさせるためのオンディレー信号であるゲート信号 $Q1g$ が生成され、このゲート信号 $Q1g$ により主スイッチ $Q1$ がオンする。即ち、主スイッチ $Q1$ の電圧のボトムでオンすることで、主スイッチ $Q1$ のスイッチング損失を低減できる（ボトム電圧スイッチング）。

【0036】

次に、軽負荷時に、スイッチング周波数を低下させる動作について説明する。まず、比較回路 11 は、コンデンサ $C5$ の電圧と基準電圧との誤差からなる誤差電圧信号を生成してこの誤差電圧信号をフィードバック信号 FB としてコンパレータ 15 に出力する。ここで、フォワード制御方式では、軽負荷時には、図 3 に示すように、フィードバック信号が $FB1$ から $FB2$ へ低下していき、パルス信号のオン/オフのデューティが小さくなる。また、比較回路 11 は、フィードバック信号 FB が第 1 のしきい値 $V1$ 以下になった場合に、軽負荷時であると判定して、例えば H レベルを発振器 13 に出力する。

【0037】

次に、発振器 13 は、フィードバック信号 FB が第 1 のしきい値以下になった場合に、即ち、軽負荷である場合に、比較回路 11 からの誤差電圧信号の電圧値に応じてスイッチング周波数を低下させた三角波信号を生成する。例えば、図 4 に示すように、フィードバック信号 FB の電圧が $V1$ 、 $V2$ のように低下していくに従って、スイッチング周波数を $f1$ 、 $f2$ のように低下させていく。このことは、図 6 に示すように、通常では、スイッチング周波数が例えば 100 KHz であり、軽負荷時には負荷率に応じてスイッチング周波数を低下させることに相当する。

【0038】

次に、コンパレータ 15 は、発振器 13 からの三角波信号と比較回路 11 からのフィードバック信号 FB とを入力し、図 3 に示すようにフィードバック信号 FB の値が三角波信号の値以上のときにオンで、フィードバック信号 FB の値が三角波信号の値未満のときにオフとなるパルス信号を生成し、該パルス信号をオンディレー回路 19 及びインバータ 20 に出力する。

【003】

図5に示すように、フィードバック信号FBの値が V_1 の場合には、電圧 V_1 に対応する周波数 f_1 の三角波信号により、周波数 f_1 のパルス信号が生成され、フィードバック信号FBの値が電圧 V_2 の場合には、電圧 V_2 に対応する周波数 f_2 の三角波信号により、周波数 f_2 のパルス信号が生成される。即ち、軽負荷時には、スイッチング周波数を低下するので、さらにスイッチング損失を低減することができる。

【0040】

また、発振器13において、図8に示すように、スイッチング周波数の下限を可聴周波数よりわずかに高い周波数（例えば20KHz）に設定し、負荷率に応じてこの周波数まで低下した場合には、PWM変調により制御し、さらに、周波数が低下した場合には、バーストモードに移行させる。バーストモードとは、図9に示すように、周波数が例えば50～100Hzで3パルスくらいのバーストが挿入されたものである。このように動作させることにより、可聴周波数でのトランスTのウナリを防止できるとともに、さらなる軽負荷時でのスイッチング損失を低減できる。

【0041】

（具体的な回路構成）

図2は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた制御回路の具体的な回路構成図である。図2に示す比較回路11は、誤差増幅器111と、コンパレータ113とからなる。誤差増幅器111は、コンデンサC5の電圧が一端子に入力され、基準電圧 V_0 が+端子に入力され、コンデンサC5の電圧と基準電圧 V_0 との誤差からなる誤差電圧信号を生成してこの誤差電圧信号をフィードバック信号FBとしてコンパレータ15に出力する。

【0042】

コンパレータ113は、誤差増幅器111からのフィードバック信号FBが一端子に入力され、基準電圧 V_1 が+端子に入力され、出力端子と電源Vccとの間に抵抗R4が接続され、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に軽負荷であると判定して、例えばHレベルを発振器13を構成するVCO131に出力する。

【0043】

VCO131は、電圧値に応じた周波数を持つ信号を発生する電圧制御発振器であり、コンパレータ113からHレベルを入力したとき、即ち、フィードバック信号FBが基準電圧 V_1 以下になった場合に、誤差増幅器111からの誤差電圧信号の電圧値に応じてスイッチング周波数を低下させた三角波信号を生成する。

【0044】

コンパレータ15は、誤差増幅器111からのフィードバック信号FBが+端子に入力され、VCO131からの三角波信号が一端子に入力され、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値以上のときにオンで、フィードバック信号FBの値が三角波信号の値未満のときにオフとなるパルス信号を生成し、該パルス信号をオンディレー回路19及びインバータ20に出力する。

【0045】

ボトム検出回路17において、トランジスタQ3のベースには、ダイオードD7のカソードと抵抗R5の一端と抵抗R7の一端とが接続され、トランジスタQ3のエミッタはダイオードD7のアノードに接続されると共に接地されている。トランジスタQ3のコレクタには抵抗R6の一端が接続され、抵抗R5の他端及び抵抗R6の他端は、電源Vccに接続されている。抵抗R7の他端は、コンデンサC7を介して主スイッチQ1のドレインに接続されている。トランジスタQ3のコレクタは、オンディレー回路19のインバータ191に接続されている。

【0046】

オンディレー回路19において、コンパレータ15の出力は、バッファ192を介してダイオードD8のカソードに接続され、ダイオードD8のアノードはコンデンサC8の一端及び抵抗R8の一端に接続される。コンデンサC8の他端は接地され、抵抗R8の他端

は電源 V_{cc} に接続されている。抵抗 R_8 とコンデンサ C_8 との接続点はローサイドドライバ 23 を介して主スイッチ Q_1 のゲートに接続される。インバータ 191 の出力はダイオード D_8 のカソードに接続される。

【0047】

オフディレー回路 21 において、インバータ 20 の出力はバッファ 211 を介してダイオード D_9 のカソードに接続され、ダイオード D_9 のアノードはコンデンサ C_9 の一端及び抵抗 R_9 の一端に接続されている。抵抗 R_9 の他端は電源 V_{cc} に接続され、コンデンサ C_9 の他端は接地されている。抵抗 R_9 とコンデンサ C_9 との接続点はハイサイドドライバ 25 を介して補助スイッチ Q_2 のゲートに接続される。

【0048】

このような具体的な回路によれば、誤差増幅器 111、コンパレータ 113、 VCO_1 31、及びコンパレータ 15 を設けたので、図 5 に示すように、フィードバック信号 FB の値が V_1 の場合には、電圧 V_1 に対応する周波数 f_1 の三角波信号により、周波数 f_1 のパルス信号が生成され、フィードバック信号 FB の値が電圧 V_2 の場合には、電圧 V_2 に対応する周波数 f_2 の三角波信号により、周波数 f_2 のパルス信号が生成される。即ち、軽負荷時には、スイッチング周波数を低下するので、さらにスイッチング損失を低減することができる。

【0049】

次に、図 7 に示す時刻 t_2 において、電圧 Q_1v が最小値（ボトム）となると、 $V_{dc} 1 \rightarrow P \rightarrow C_7 \rightarrow R_7 \rightarrow Q_3$ 又は、 $V_{cc} \rightarrow R_5 \rightarrow Q_3$ と電流が流れて、トランジスタ Q_3 がオンする。このため、ボトム検出回路 13 により電圧 Q_1v の最小値（ボトム）が検出される。このとき、トランジスタ Q_3 のコレクタから L レベルのボトム検出信号がインバータ 191 に出力され、このボトム検出信号は、インバータ 191 で反転されて、 H レベルがダイオード D_8 のカソードに入力される。

【0050】

このため、ダイオード D_8 がオフして、電源 V_{cc} から抵抗 R_8 を介してコンデンサ C_8 に電流が流れ、コンデンサ C_8 の電圧が上昇する。従って、このコンデンサ C_8 の電圧が、ローサイドドライバ 23 に出力され主スイッチ Q_1 のゲートにゲート信号 Q_1g が印加されるため、主スイッチ Q_1 がオンする。即ち、主スイッチ Q_1 のボトムでオンさせるので、主スイッチ Q_1 のスイッチング損失を低減することができる（ボトム電圧スイッチング）。

【実施例 2】

【0051】

次に第 2 の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第 2 の実施の形態の直流変換装置では、トランスの 1 次巻線に直列に接続されるリアクトルのインダクタンスの値を大きくし、主スイッチ Q_1 がオン時にリアクトルに蓄えられるエネルギーを 2 次側に還流する補助トランスを設けたことを特徴とする。

【0052】

図 10 は第 2 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図 10 に示す第 2 の実施の形態に係る直流変換装置は、図 1 に示す第 1 の実施の形態に係る直流変換装置に対して、トランス T 及びトランス T の周辺回路が異なるので、その部分についてのみ説明する。

【0053】

この例では、補助トランスをトランス T_b に結合したもので、トランス T_b に 1 次巻線 P （巻数 n_1 、補助トランス T_b の 1 次巻線を兼用）と 2 次巻線 S_1 （巻数 n_2 ）と 3 次巻線 S_2 （巻数 n_3 、補助トランス T_b の 2 次巻線に対応）とが巻回されている。1 次巻線 P と 2 次巻線 S_1 とは同相に巻回され、1 次巻線 P と 3 次巻線 S_2 とは逆相に巻回されている。即ち、トランス T_b の 2 次巻線 S_1 を 1 次巻線 P と疎結合させ、1 次巻線 P 及び 2 次巻線 S_1 間のリーケージインダクタにより、トランス T_b に直列に接続されたリアクトル L_2 を代用したものである。そして、スイッチ Q_1 がオン時にリアクトル L_2 に蓄え

られたエネルギーをスイッチQ1がオフ時に2次側に還流させるようになっている。

【0054】

2次巻線S1の一端(●側)と3次巻線S2の一端(●側)とが接続され、その接続点には、ダイオードD5のアノードが接続されている。3次巻線S2の他端(●なし側)にはダイオードD6のアノードが接続され、ダイオードD5のカソードとダイオードD6のカソードとコンデンサC5の一端とが接続されている。コンデンサC5の他端は2次巻線S1の他端(●なし側)に接続されている。

【0055】

次にこのように構成された第2の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図11に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図11では、図7のタイミングチャートにさらに、ダイオードD5、D6に流れる電流 $D5i$ 、 $D6i$ が追加されている。

【0056】

まず、時刻 t_2 において、主スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow P \rightarrow L2 \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTbの2次巻線S1にも電圧が発生し、 $S1 \rightarrow D5 \rightarrow C5 \rightarrow S1$ で電流が流れる。このため、図11に示すように、時刻 $t_2 \sim t_3$ において、ダイオードD5の電流が直線的に増大する。

【0057】

次に、時刻 t_3 において、主スイッチQ1をオフさせると、リアクトルL2に蓄えられたエネルギーは、2次側に還流される。即ち、2次側では、3次巻線S2に電圧が誘起されるため、 $S2 \rightarrow D6 \rightarrow C5 \rightarrow S1 \rightarrow S2$ と電流が流れる。このため、図11に示すように、時刻 $t_3 \sim t_7$ において、ダイオードD6に電流が流れる。

【0058】

このように、第2の実施の形態に係る直流変換装置によれば、トランスTbの1次巻線Pに直列に接続されるリアクトルL2のインダクタンスの値を大きくし、主スイッチQ1がオン時に蓄えられるエネルギーを2次側に還流するため、効率が良くなる。また、ダイオードD5及びダイオードD6により、主スイッチQ1のオン、オフ期間に2次側電流が流れて連続的となる。このため、コンデンサC5のリプル電流も減少する。

【0059】

次に、補助トランスをトランスTbに結合したトランスの構成例を図12に示す。図12に示すトランスは、日の字型のコア30を有し、コア30のコア部30aには、1次巻線Pと3次巻線S2とが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタを持たせ、また、コア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、外周コアには2次巻線S1が巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線Pと2次巻線S1を疎結合させることにより、リーケージインダクタを大きくしている。このリーケージインダクタをリアクトルL2の代替としている。

【0060】

また、外周コア上で且つ1次巻線Pと2次巻線S1との間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。

【0061】

このように、トランスTのコアの形状と巻線の工夫により、トランスTbとリアクトルL2のエネルギーを2次側に帰還する補助トランスとを一つのコア30に結合し、パスコア30cを設けることにより、大きなリーケージインダクタを得て、トランス部分とリアクトルとを結合したので、直流変換装置を小型化、低価格化することができる。

【0062】

なお、第1及び第2の実施の形態では、比較回路11は、フィードバック信号FBが第1のしきい値以下になった場合に軽負荷である判定したが、フォワード制御方式では、軽負荷時には、パルス信号のオン/オフのデューティが小さくなるので、比較回路11は、例えば、パルス信号のオン時間が第1の設定時間以下になった場合に軽負荷である判定してもよい。また、コンデンサC5の電圧(出力電圧)が上昇傾向となった場合に、軽負荷

であると判定してもよい。

【産業上の利用可能性】

【0063】

本発明の直流変換装置は、DC-DC変換型の電源回路やAC-DC変換型の電源回路に適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0064】

【図1】第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図2】第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた制御回路の具体的な回路構成図である。

【図3】軽負荷時にフィードバック信号が低下したときにおけるパルス信号のデューティが小さくなる様子を示す図である。

【図4】フィードバック信号の電圧に応じて周波数を変化させる発振器の特性を示す図である。

【図5】軽負荷時に負荷率に応じて周波数を低下させたパルス信号のタイミングチャートである。

【図6】軽負荷時に負荷率に応じて周波数を変化させる特性を示す図である。

【図7】第1の実施の形態に係る直流変換装置の軽負荷時での各部における信号のタイミングチャートである。

【図8】負荷率に応じてスイッチング周波数を変化させる第2の例を示す図である。

【図9】負荷率に応じてスイッチング周波数を変化させる第2の例のバーストを示す図である。

【図10】第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

【図11】第2の実施の形態に係る直流変換装置の軽負荷時での各部における信号のタイミングチャートである。

【図12】第2の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

【図13】従来の直流変換装置を示す回路構成図である。

【図14】従来の直流変換装置の軽負荷時での各部における信号のタイミングチャートである。

【符号の説明】

【0065】

Vdc1 直流電源

10, 100 制御回路

Q1 主スイッチ

Q2 補助スイッチ

Q3 トランジスタ

RL 負荷

R1, R2, R4~R9 抵抗

C1, C5, C7~C9 コンデンサ

C2 スナバコンデンサ

D1, D2, D5, D6~D9 ダイオード

L1, L2 リアクトル

T, Tb トランス

P 1次巻線 (n1)

S, S1 2次巻線 (n2)

S2 3次巻線 (n3)

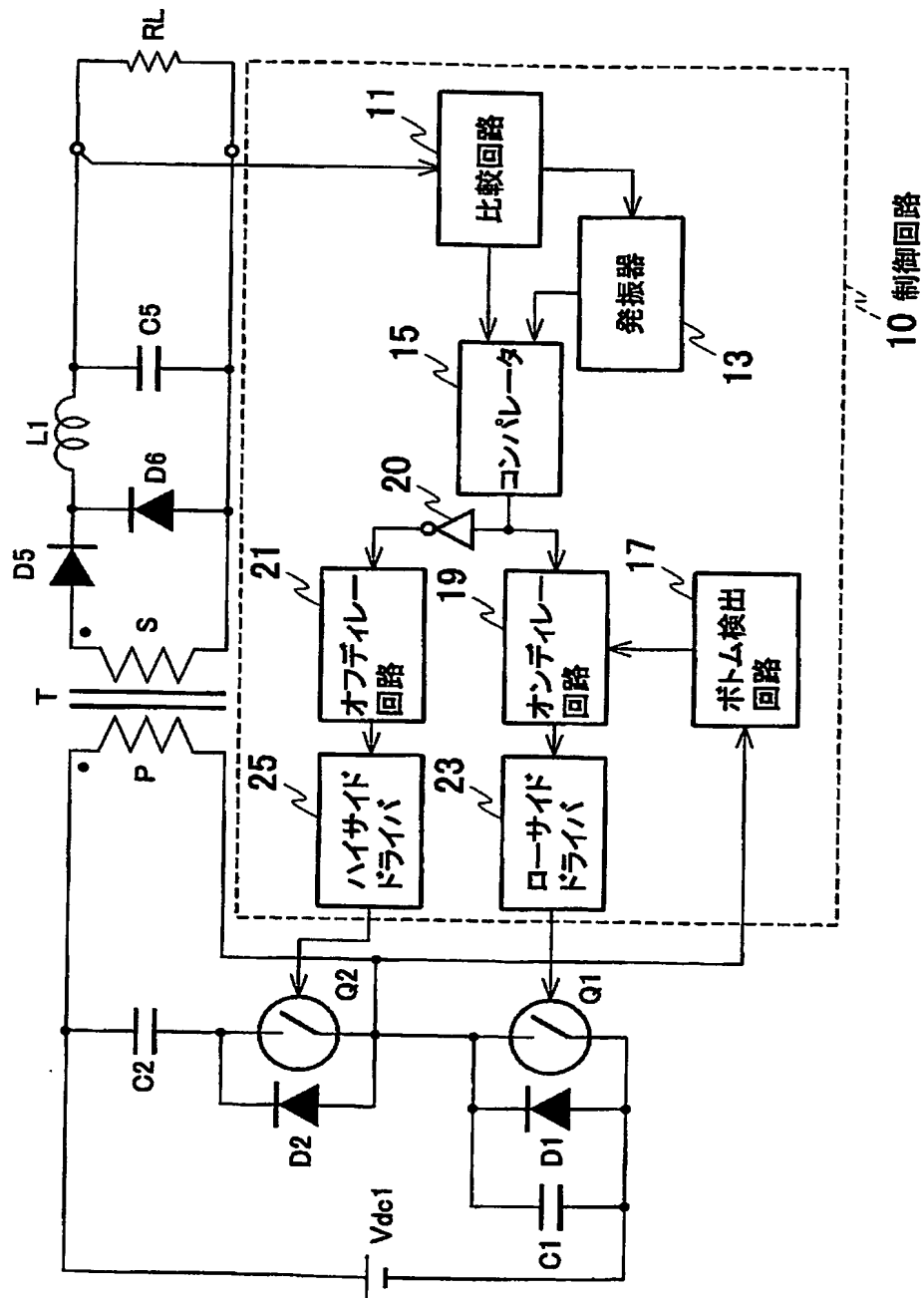
11 比較回路

13 発振器

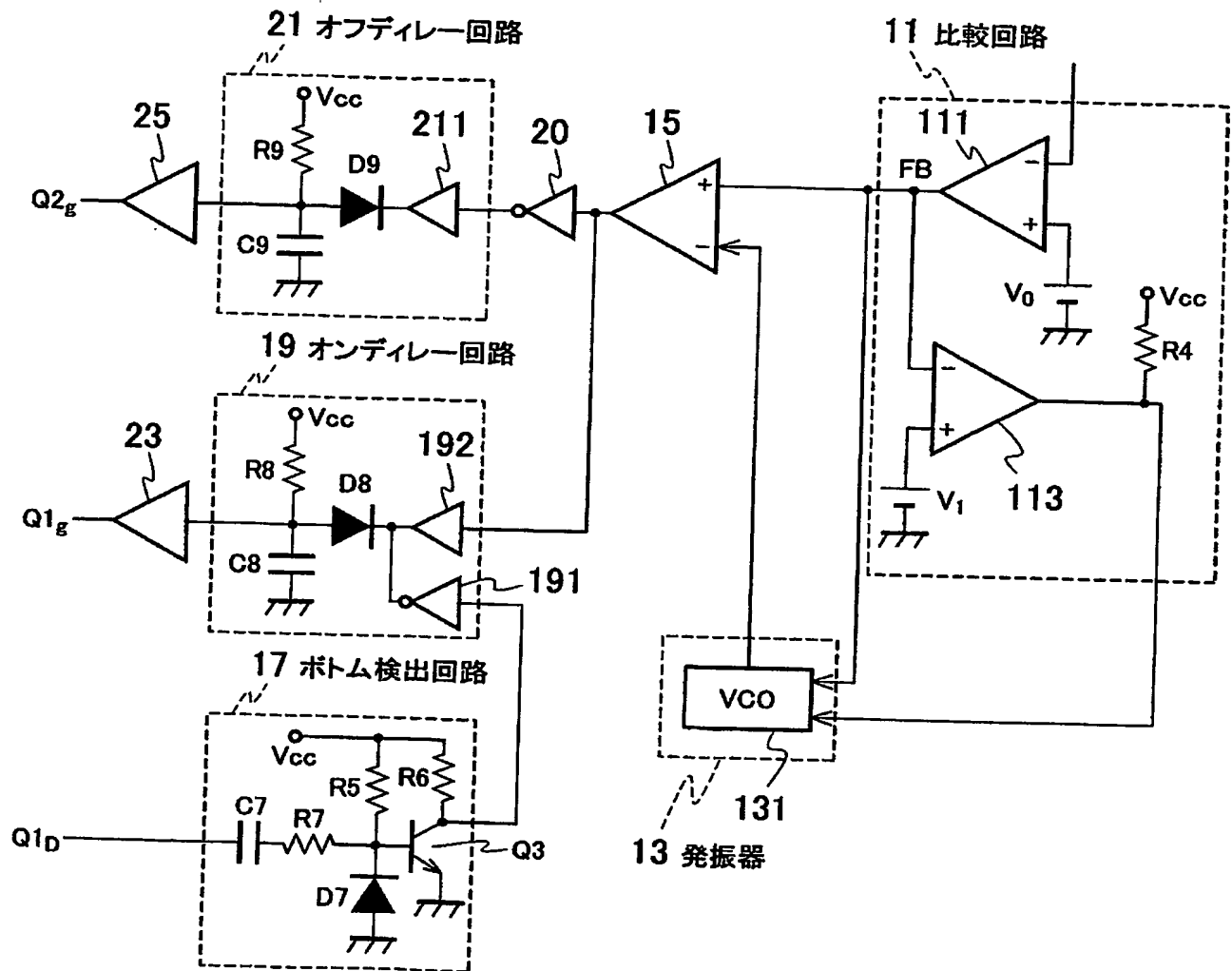
15 コンパレータ

- 1 7 ボトム検出回路
- 1 9 オンディレー回路
- 2 0 インバータ
- 2 1 オフディレー回路
- 2 3 ローサイドドライバ
- 2 5 ハイサイドドライバ

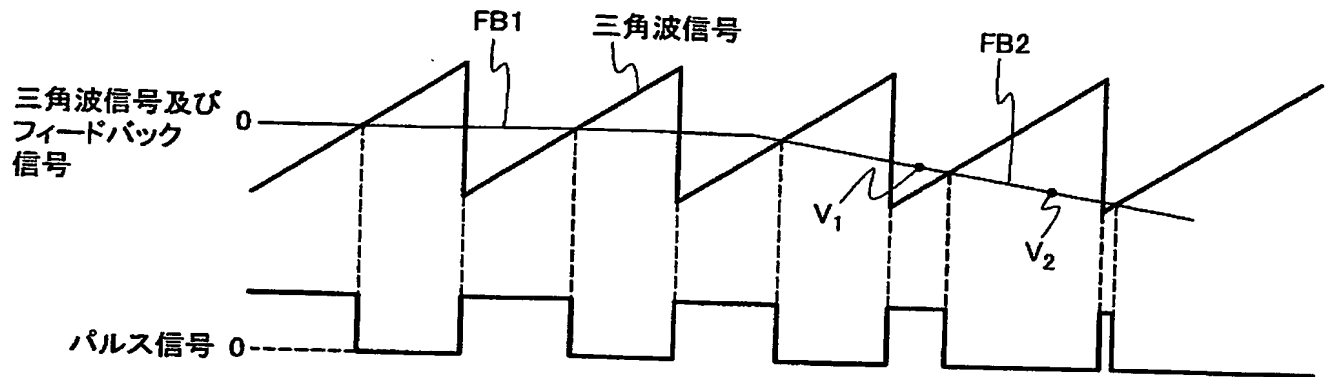
【書類名】 図面
【図 1】



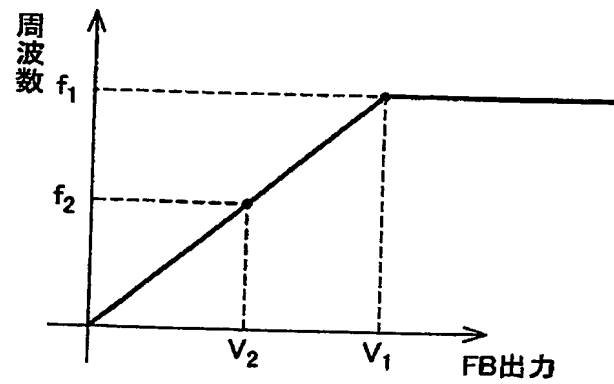
【図 2】



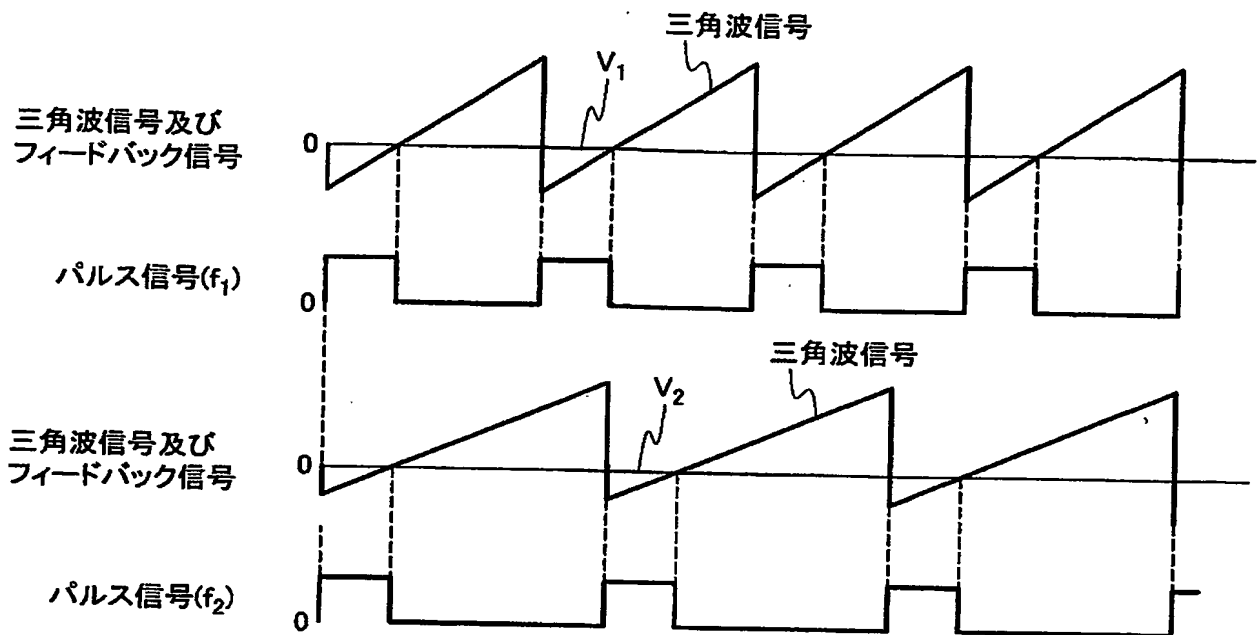
【図 3】



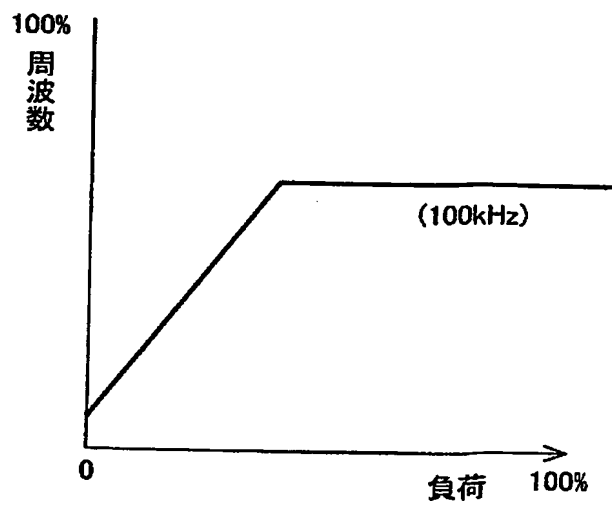
【図 4】



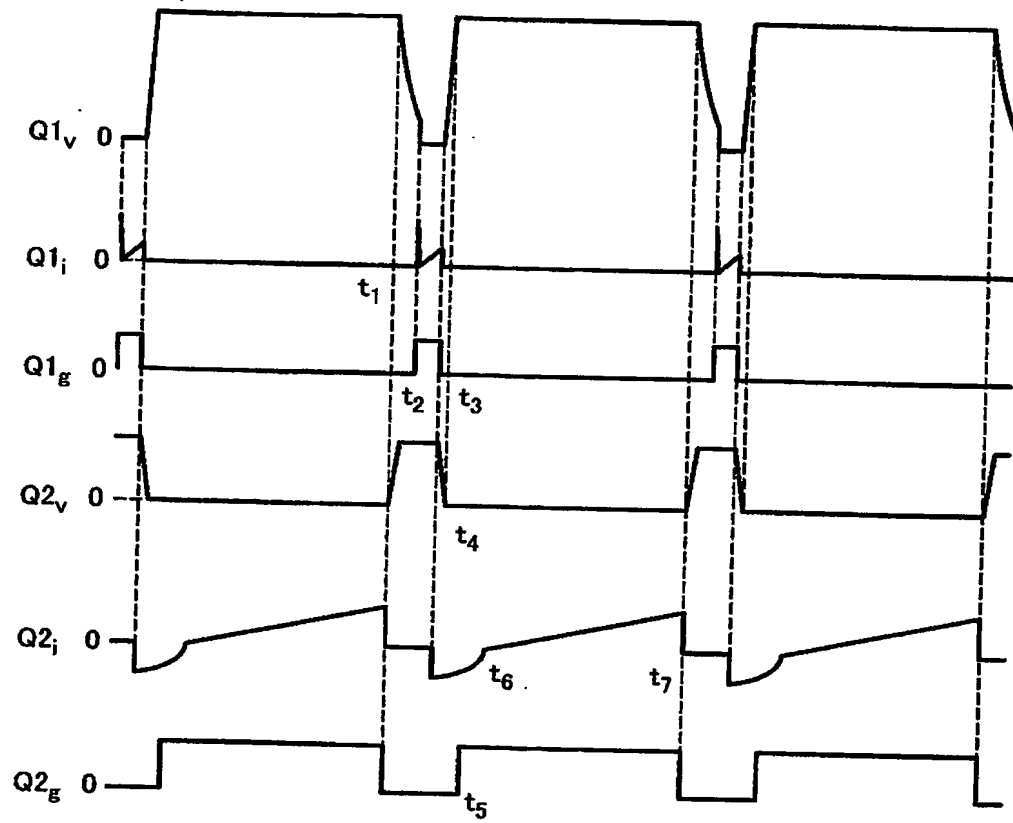
【図 5】



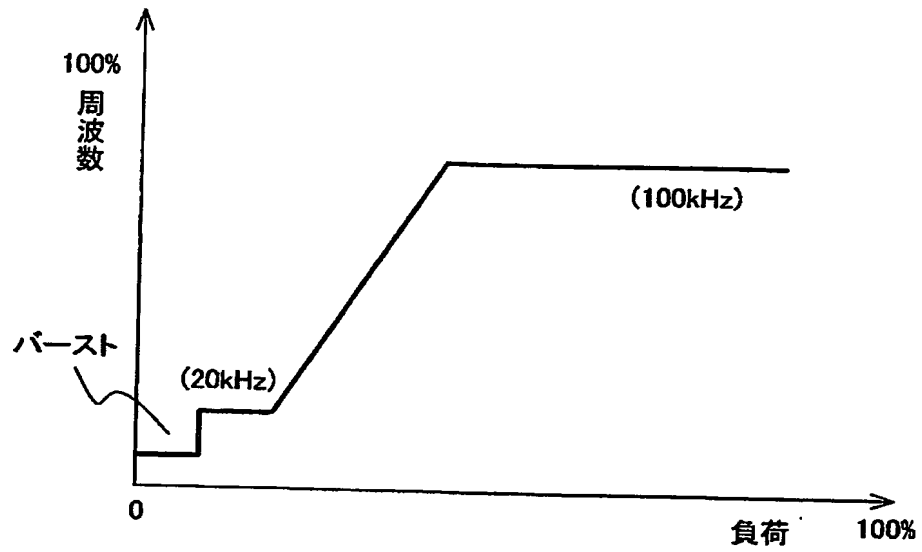
【図 6】



【図 7】



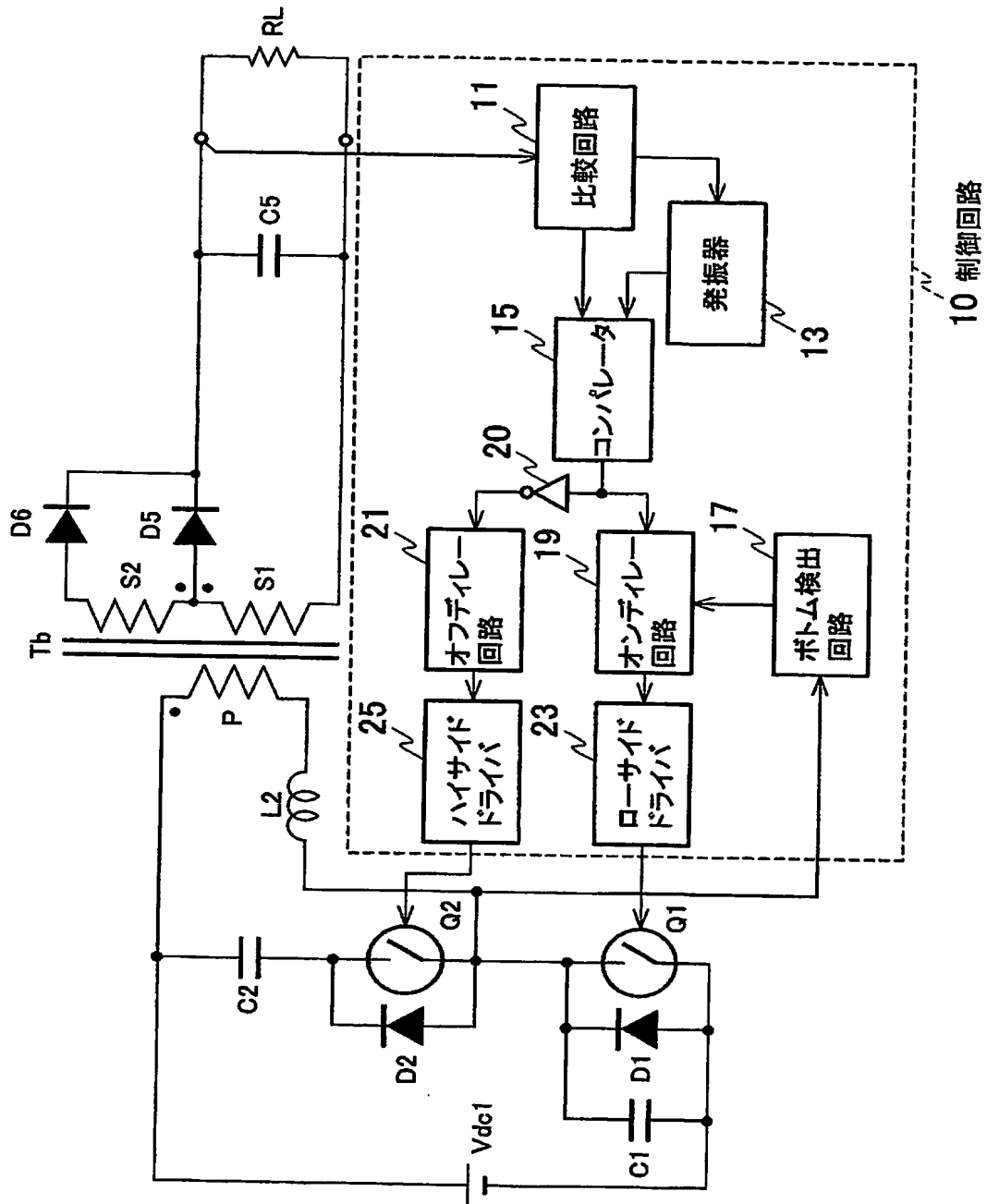
【図 8】



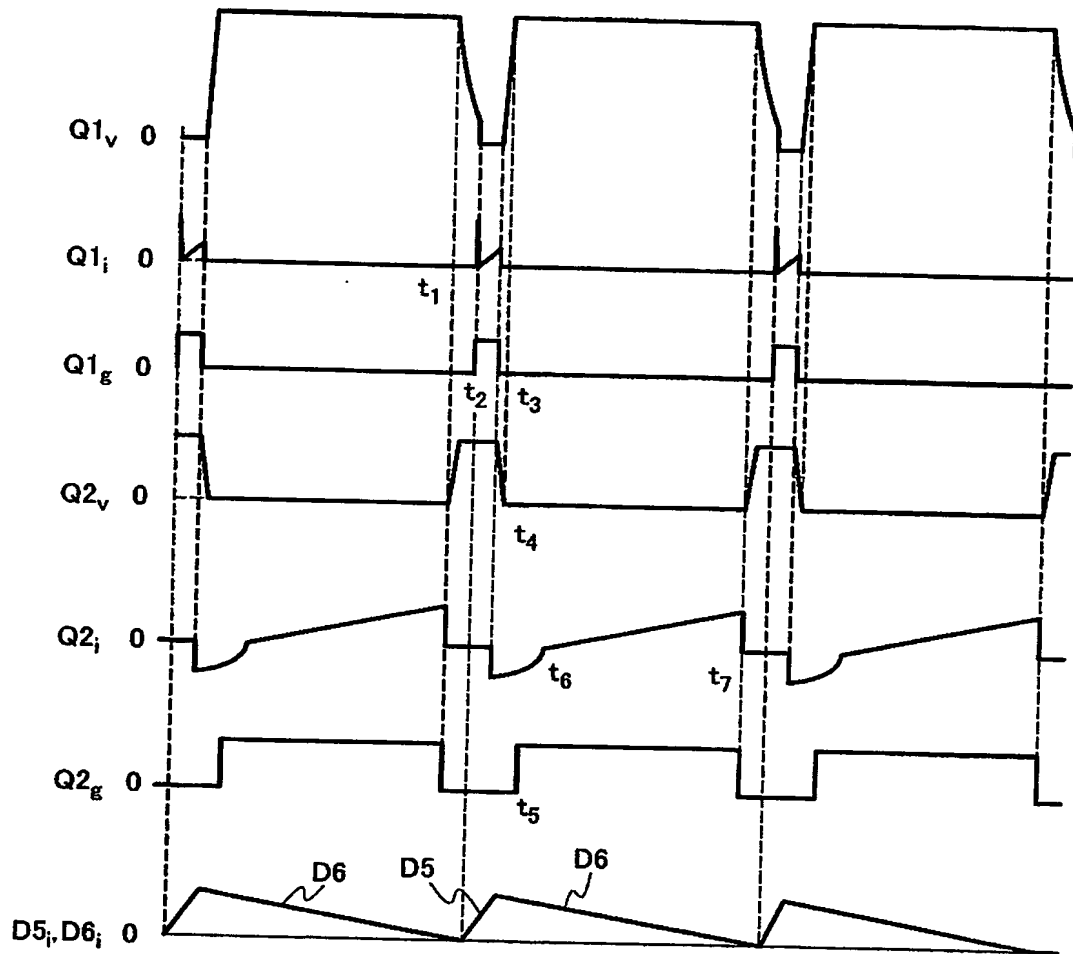
【図 9】



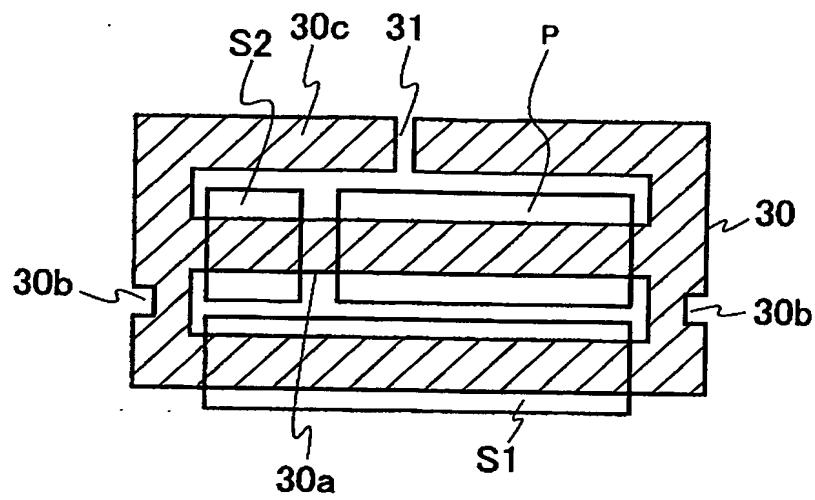
【図 10】



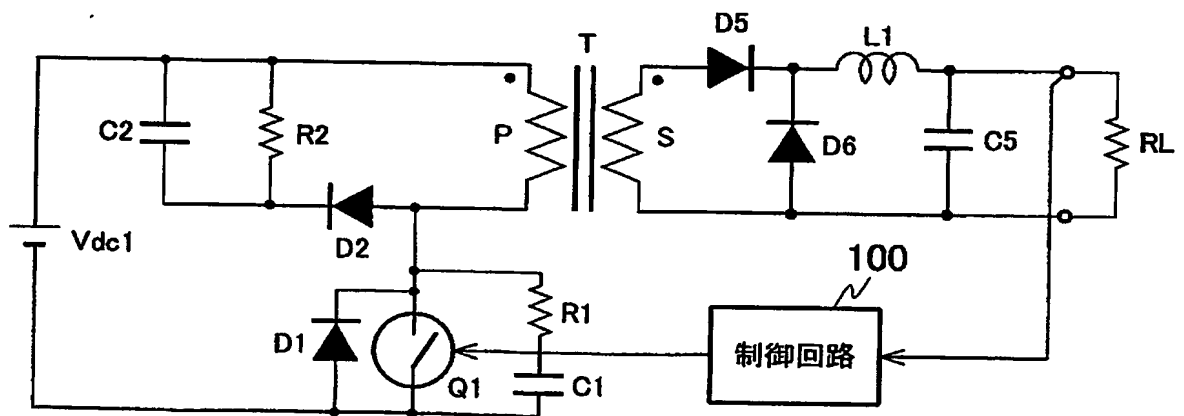
【図 11】



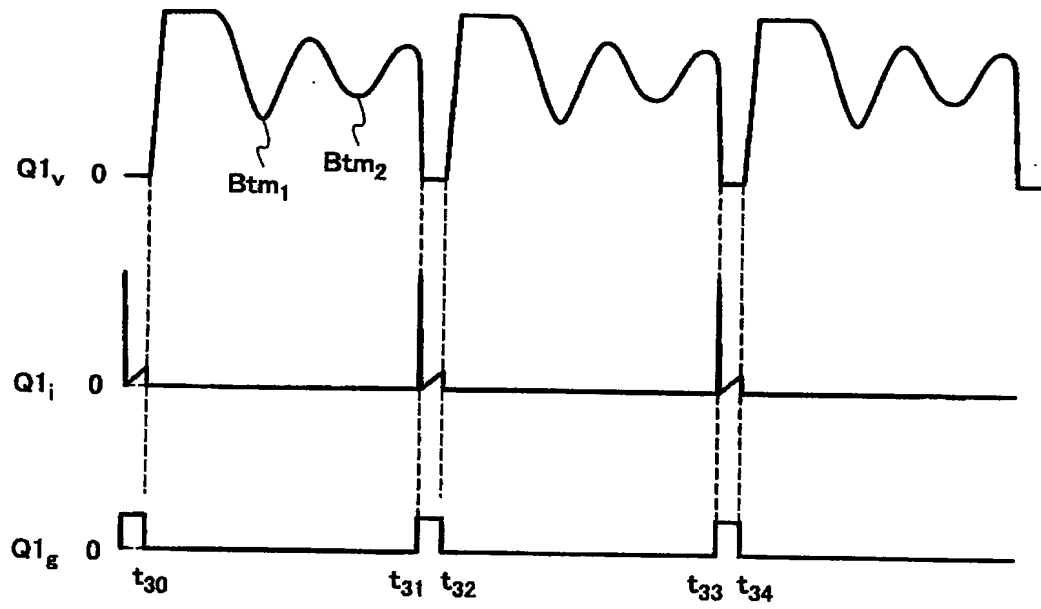
【図 12】



【図 13】



【図 14】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】主スイッチのスイッチング損失を低減することにより、軽負荷時の消費電力を低減することができる直流変換装置を提供する。

【解決手段】直流電源 V_{dc1} の両端に接続され、トランス T の 1 次巻線 P と主スイッチ $Q1$ とが直列に接続された第 1 直列回路と、トランス T の 1 次巻線 P の両端に接続され、補助スイッチ $Q2$ とスナバコンデンサ $C2$ とが直列に接続された第 2 直列回路と、主スイッチ $Q2$ がオン時にトランス T の 1 次巻線 P から供給されたエネルギーによりトランス T の 2 次巻線 S に発生した電圧を整流平滑する整流平滑回路 $D5, D6, L1, C5$ と、主スイッチ $Q1$ と補助スイッチ $Q2$ とを所定のスイッチング周波数を持つ信号により交互にオン／オフさせる制御回路 10 とを備え、制御回路 10 は、軽負荷時にスイッチング周波数を低下させる。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2003-279179
受付番号	50301223822
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年 7月25日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成15年 7月24日
-------	-------------

特願 2 0 0 3 - 2 7 9 1 7 9

ページ : 1/E

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 1 0 6 2 7 6]

1. 変更年月日
[変更理由]

1 9 9 0 年 8 月 3 1 日

新規登録

住 所
氏 名

埼玉県新座市北野 3 丁目 6 番 3 号
サンケン電気株式会社